

특집 : PFC 기술동향

# 전력변환회로에서의 역률 개선(PFC)을 위한 소프트 스위칭(Soft Switching)기법

이 현 우

(경남대학교 전기전자공학부 교수)

## 1. 서 론

최근에는 수kW 이상 용량의 기기에도 반도체 스위칭화가 진전되어 인버터, 에어컨 등에서 볼 수 있듯이 전력증폭단의 주회로에 직류 단을 포함시켜서 제어성을 높이고 있다. 이러한 대전력 기기에서는 역률 저하 문제가 심각한 문제가 되기도 한다.

한편, 각종 전자전기 기기가 전력계통에 접속되어 있는 경우 기기의 전원입력 전류가 정현파가 아닌 전원 정류회로, 위상 제어회로 또는 비선형 부하특성 등에 의해 전원의 고조파 전류가 발생하고, 그 결과 전압 왜곡이 발생하여 전력 계통 설비를 비롯해 접속되는 기기의 동작에 악영향을 주는 등의 문제가 되고 있다. 그 영향의 정도는 설비 또는 기기에 따라 다르지만 전력용 커패시터 및 변압기의 발열, 화재, 이상 음의 발생, 제어기기의 오동작, 접속기기의 동작 불량 또는 수명 단축 등 전력 환경의 저해 요인으로 작용한다고 보고되고 있다.

이러한 역률 저하의 해결 방법으로 고조파를 발생하는 회로에 역률 개선회로를 부가하거나 역률 개선 기능을 갖도록 회로를 변형하는 소위 액티브 필터 또는 PFC(Power Factor Correction) 등의 회로기술을 구사하는 것이다.

## 2. 출력전압 리플

역률 개선회로의 출력 전압은 일반적으로 상용 전원 주파수의 배수가 되는 낮은 전압리플을 동반하는데, 그 이유는 다음과 같이 설명된다. 그림 1에 역률 개선회로의 컨버터와 부하

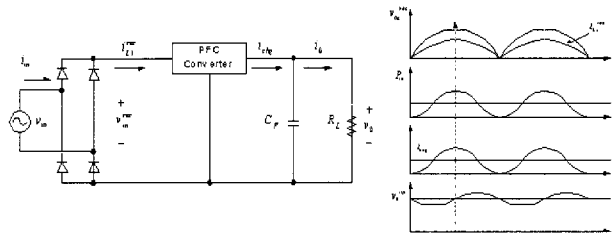


그림 1 컨버터의 출력전압 리플 발생의 개념도

가 있는 경우의 개념도가 나타나 있다.

우선 그림의 컨버터가 정상상태에서 동작하는 경우 입력 단의 역률이 1이라고 가정하면 입력전압과 입력전류는 전파정류된 정현파 상태가 될 것이다. 이때의 입력의 순시전력은 위에서 두 번째 파형으로 나타난다. 컨버터의 효율이 100%인 이상적인 경우라고 가정하면 입력전력과 출력전력이 같고, 정상상태에서의 출력전압  $V_o$ 는 일정하기 때문에 컨버터의 출력단의 전류  $i_{chg}$ 는 위에서 세 번째 파형과 같이 나타낼 수가 있다. 따라서 출력전압은 출력 커패시터와 병렬로 구성되었기 때문에 전류  $i_{chg}$ 에 의한 전압리플이 발생하게 된다.

## 3. 소프트 스위칭 기법

공진형 스위칭 전원은 스위칭 손실을 줄일 수 있고, 스위칭 전원의 소형, 경량화에 대해 유효한 방법으로 사용되고 있다. 하지만 공진 컨버터는 전압 또는 전류를 사인파형으로 제어하기 때문에 스위칭 소자의 전압 또는 전류의 교변이 찾아져

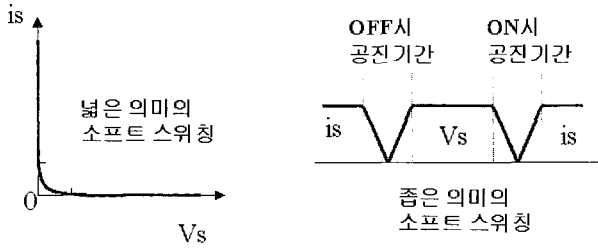


그림 2 소프트 스위칭의 개념도

문제가 많다. 따라서 이러한 문제점을 개선한 스위칭 기법이 소프트 스위칭이다.

### 3.1 소프트 스위칭

일반적으로 소프트 스위칭(Soft Switching)이라 하면 그림 2와 같이 스위칭 소자의 능동영역을 통하지 않고 스위칭을 하는 것으로 전압 공진, 전류공진을 포함한 넓은 의미의 스위칭을 말한다. 그러나 FET의 고주파 스위치에서는 FET의 드레인-소스간의 기생용량을 무시할수 없기 때문에 소프트 스위칭이라고는 말하기 어렵다. 또 FET의 전압 피크를 억제하는 방법으로 스위칭시의 단기간에서만 전압 공진현상을 이용하는 영전압 스위칭(ZVS : Zero Voltage Switching) 컨버터가 최근 주목받고 있다.

현재는 소프트 스위칭 컨버터라 하면, 이 컨버터를 가리키는 경우가 많고, 좁은 의미의 소프트 스위칭 컨버터라 할 수 있다. 이 소프트 스위칭 컨버터는 이 명칭 이외에 부분공진형 컨버터, 의사공진형 컨버터라고도 부른다. 그러나 스위칭 시에 있어서만 전압 공진 현상을 이용하고 온 시나 오프 시에도 무손실 스위칭을 실현하는 것은 공통적인 사항이다. 또 소프트 스위칭 컨버터는 전압 피크가 없고 내압도 구형파 PWM 컨버터정도의 내압으로 양호하므로, 저가격, 소형으로 제작할 수 있다. 또 공진현상 기간은 주기에 비해 짧기 때문에 거의 구형파처럼 보이며, 지금까지의 구형파 컨버터와 마찬가지로 취급할 수 있다. 또 공진현상이 발생하는 동안의 전압, 전류 파형은 경사의 직선으로 다를 수 있고 시간적으로도 짧기 때문에 사인과 공진회로와 같이 공진현상이 종료한 것을 검출하여 제어회로를 동작시키지 않아도 소프트 스위칭 컨버터에서는 공진현상을 일정시간으로 다루고, 일정시간 후에 게이트 회로를 동작시킴으로서 조절할 수 있다. 이상과 같이 소프트 스위칭은 스위칭 소자의 게이트 신호를 넣고 드레인 전압이 걸려있는 곳을 강제로 ON하는 것이 아니라, 스위칭소자의 외부 공진회로로 인한 공진현상으로 전압이 낮아져 영전압으로 된후, 게이트 신호를 넣기 때문에 게이트 신호를 입력함에 따른 노이즈 발생은 거의 없으며, 스위칭시의 노이즈 원인인 전압의 기울기( $dv/dt$ )도 LC의 공진정수에 의해

바꿀수 있다. 구형파 PWM컨버터의 오프 시 및 온 시의 파형을 그림 4에 소프트 스위칭 오프 시 및 온 파형을 그림 3의 하드 스위칭 시와 비교하여 나타내었다.

파형은  $I_s$  (스위칭 전류),  $V_s$  (스위치 전압),  $V_g$  (스위치의 게이트 전압),  $W_s$  (스위치 손실),  $I_c$  (전압공진용의 컨버터 전류)로 스위칭 손실 파형으로도 알 수 있듯이 구형파 PWM 컨버터의 파형은 상당한 손실이 발생하지만 소프트 스위칭에서는 오프 시에 전압 공진 콘덴서에 의해 거의 0으로 볼 수 있을 정도의 손실밖에 발생하지 않는다.

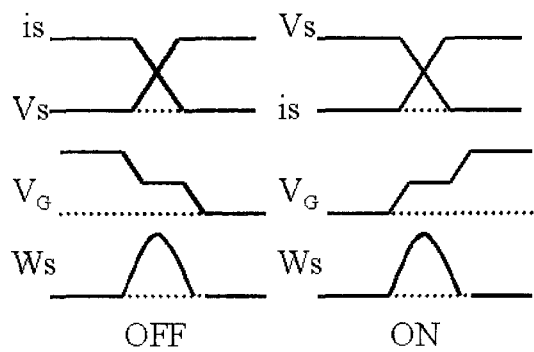


그림 3 하드 스위칭 손실

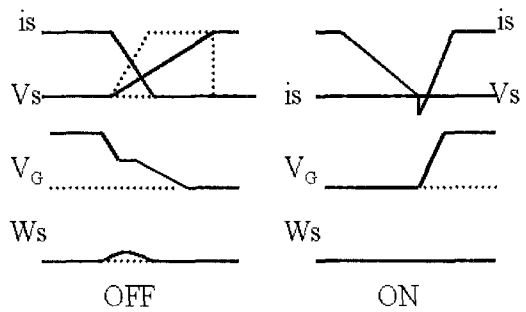


그림 4 소프트 스위칭 손실

### 3.2 소프트 스위칭의 각종 특징

① 스위칭의 단 시간만에 있어 공진현상을 이용하므로 사인파의 공진 컨버터와 같이 무손실의 스위칭이 가능하다.

② 스위칭 소자의 피크전압은 종래의 구형파 PWM컨버터와 같은 정도로 억제할 수 있다. 사인과 전압 공진 컨버터의 피크 전압은 구형파 PWM컨버터의 1.5~3배나 되지만, 이와 같은 경우는 소프트 스위칭 컨버터에서는 없고 구형파 PWM 컨버터와 같은 정도이므로 온 저항이 큰 고내압 스위칭소자를 사용하지 않고 해결되며, 온 저항의 손실 증대에 의한 효율의 저하가 없다.

③ 공진용 인덕턴스나 공진용 콘덴서의 피크전압도 작게 할 수 있으므로 이들 소자의 손실도 작아진다.

④ 스위칭소자에 MOSFET를 사용할 때는 소자의 출력 용량이 크며, 전류공진 무손실 스위칭은 어려우므로 전압공진에 한정된다. 이 방식은 MOSFET의 기생용량을 이용할 수 있고, 또한 전압기울기가 완만하므로 노이즈발생도 적다.

### 4. Two Stage 역률 개선회로

Two Stage 역률 개선회로는 전원을 크게 두 부분으로 나눌 수가 있으며, 앞단은 기존의 스위칭 전원부의 정류부분에 해당하며 기존의 큰 용량의 커패시터 대신 승압형 컨버터를 기본회로로 하는 역률개선회로가 추가 되어 있다. 다음 단은 기존 스위칭 전원의 DC-DC 변환부이며, 용도와 용량에 의해 회로방식을 정할 수 있고, 경우에 따라서 분산형의 전원형태로 설계 될 수도 있다. 이 경우 추가되는 역률 개선회로는 그 제어방법에 따라 크게 전류 불연속모드 제어 및 전류 연속모드 제어로 나눌 수가 있으며 구체적인 내용은 다음과 같다.

#### 4.1 전류 불연속모드 제어 방식

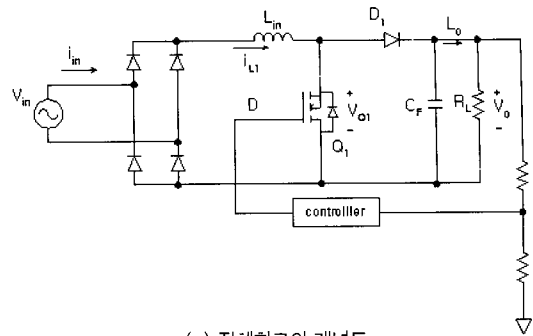
먼저 전류 불연속모드인 경우, 고정주파수에서 역률을 제어하는 방법에 대해 알아보기 위해 그림 5에 회로의 개념도와 전류 파형을 나타냈다.

이 경우 컨버터의 입력전압은 앞단의 정류부에서 전파 정류된 전압이 인가되고, 출력전압은 비교적 안정된 직류전압이며, 스위치는 일정한 스위칭 주파수에서 제어된다. 출력전압을 안정화하기 위해 시비율로 스위치가 제어되며, 인덕터에 흐르는 전류의 최대치는 다음과 같이 계산된다.

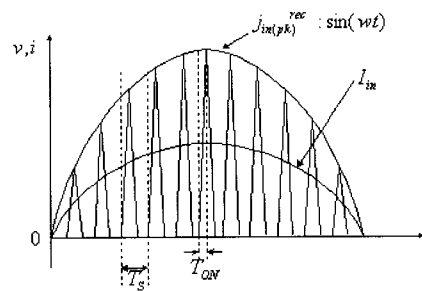
$$i_{in(pk)}^{rec} = \frac{V_{in}^{rec}}{L_F} = \frac{V_{in} |\sin \omega t|}{L_F} \quad (1)$$

만약 정상상태에서 스위치의 온 시간이 시간에 따라 크게 변하지 않는다면  $t_{on}$  은 일정한 상수로 근사 시킬 수가 있고, 이때의 입력전류의 최대치는 입력전압과 주기가 같고 크기가 비례하는 형태이며, 결국 인덕터 기류의 평균치는 전압과 동상이다. 따라서 컨버터는 높은 역률을 낼 수가 있으며 그만큼의 고조파성분도 저감시킬 수 있다.

그림 6의 가변 주파수에서 동작하는 전류 불연속 모드의 제어 방법에서도 기본적인 동작원리는 같다. 이 경우 인덕터의 전류는 전류의 연속과 불연속의 경계면에서 동작하며 고정주파수 제어와는 달리 전류가 영이 되었는가를 판단하는 영진류 검출회로가 추가되어 있다. 이렇게 함으로써 고정주파수 방식보다는 인덕터 전류의 최대값의 크기를 줄일 수가 있으며, 스위치의 전류스트레스를 저감시킬 수 있다.

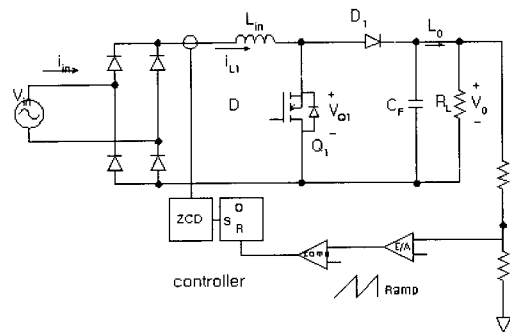


(a) 전체회로의 개념도

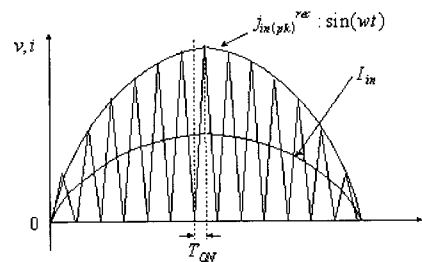


(b) 인덕터에 흐르는 전류의 파형

그림 5 고정 주파수에서 동작하는 전류 불연속모드 제어



(a) 전체회로의 개념도



(b) 인덕터에 흐르는 전류의 파형

그림 6 가변 주파수 동작 전류 불연속모드 제어

그러나 역률 개선회로의 다음 단계에 존재하는 직류-직류 변환부의 스위칭 주파수와 동기화가 곤란하기 때문에 실제 적용에 제한이 따르며 EMI에 대한 대역폭이 넓어지게 된다. 일반적으로 인덕터 전류를 불연속모드에서 동작하게 되면 전원의 입력단에 삼각 파형의 전류를 평균하기 위한 필터의 크기가 커지게 되는 단점이 있다. 전류 불연속모드에서 동작 시 또 하나의 장점은 스위칭 시에 언제나 영 전류 스위칭(ZCS ; Zero Current Switching)을 하기 때문에 스위칭 손실을 줄일 수가 있다는 것과 다이오드의 역 회복 특성에 의한 손실을 저감시킬 수 있다는 것이다.

4.2 전류 연속모드 제어 방식

전류 연속모드에서의 동작시 스위칭 전원의 입력필터의 부담이 줄어들고, 전류의 RMS 값이 작다는 특징이 있다. 전류 연속모드의 개념도가 그림 7에 나타나 있다. 승압형 컨버터의 출력전압은 입력전압보다 항상 높기 때문에 비교적 작은 용량의 커패시터가 필요하고 제어부분은 컨버터의 출력전압과 전과정류된 입력전압 인덕터의 전류를 입력으로 하고 있으며 컨버터의 스위치에 시비율을 조절하기 위한 한 개의 출력으로 구성되어 있다. 그 제어 성능을 구체적으로 실현하기 위한 방법 중의 하나가 그림 8에 나타나 있다. 이 방법은 최대치 전류 제어방식(Peak current control)으로 알려져 있으며

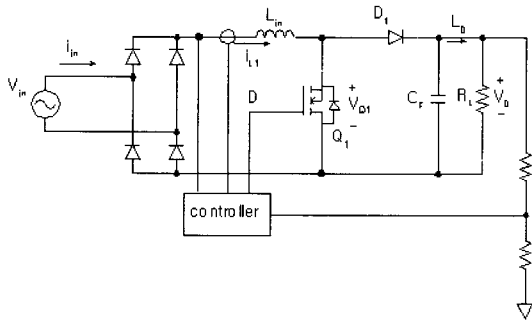
그 제어 원리는 다음과 같다. 우선 제어부분 내에 존재하는 세 개 입력의 비교기는 다음과 같은 식의 특성을 나타낸다고 볼 수가 있다.

$$R_i i_{L(pk)} + S_e t_{on} = \frac{V_{in}^{rec}}{K_{in}} V_{EA} \tag{2}$$

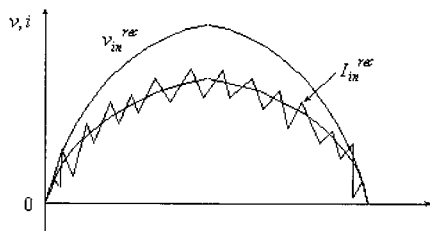
이때  $V_{EA}$  는 출력전압을 안정화시키기 위한 기준전압과의 편차전압이며,  $S_e$  는 일정한 스위칭 주파수에서 동작시키기 위해 제어기 내부에서 발생시키는 삼각파의 최대 전압이다. 위의 근사식으로 근사 시킬 수 있다.

$$i_{L(pk)} = \frac{V_{in}^{rec}}{K_{in} R_i} V_m |\sin \omega t| \tag{3}$$

위의 식으로부터 오차증폭기의 출력전압  $V_{EA}$  가 정상상태에서 일정하다고 하면 인덕터 전류의 최대값은 입력전압과 동상이며 정현파 형태의 값을 갖는다는 것을 알 수가 있다. 이와 유사한 방법으로 평균 전류제어 방법(Average current control)이 있는데, 최대치 전류 제어방식 제어기 내부의 비교기 입력단에 오차증폭기를 설치, 주파수보상이 가능하게 함으로써 전류의 추종을 정밀하게 할 수가 있다.

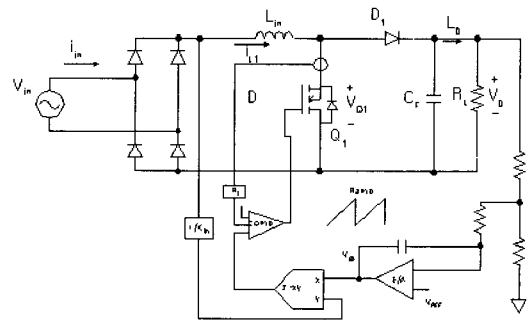


(a) 전체회로의 개념도

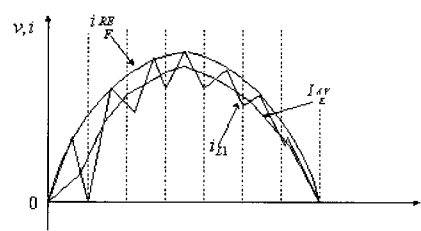


(b) 인덕터에 흐르는 전류의 파형

그림 7 전류 연속 모드



(a) 전체회로의 개념도

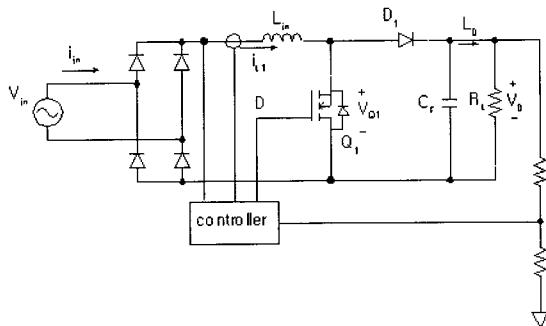


(b) 인덕터에 흐르는 전류의 파형

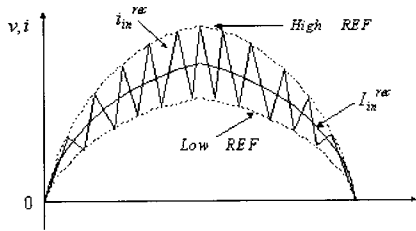
그림 8 최대치 전류제어방식

### 4.3 가변 히스테리시스 제어법

다음으로는 가변 히스테리시스 제어법 (Variable hysteresis control)에 대해 설명한다. 제어 개념도와 인덕터 전류의 파형이 그림 9에 나타나 있다. 제어부분은 3개의 입력과 시비를 조절을 위한 1개의 출력으로 구성되어 있다. 즉 3개의 입력은 컨버터 입력전압, 인덕터 전류, 출력전압이다. 우선 출력전압을 안정화시키기 위해 제어기 내부의 오차 증폭기의 기준전압과 비교한 오차전압으로부터 컨버터의 전과 정류된 전압을 곱해 내부 기준전류를 발생시킨다. 그 기준 전류는 인덕터의 전류와 비교해 가면서 기준전류의 상한치와 하한치를 만나면 스위치의 온, 오프 상태가 바뀌게 되며 결국 인덕터 전류의 평균치는 기준전류와 같아지고 상한치와 하한치는 기준전류와 같아지고 상한치와 하한치의 차이가 작을수록 스위칭 주파수는 높아지지만 정밀한 역률 제어가 가능하다.



(a) 전체회로의 개념도



(b) 인덕터에 흐르는 전류의 파형

그림 9 가변 히스테리시스 전류 제어법

Two stage 역률 개선회로는 넓은 입력전압 범위 내에서 높은 역률을 유지할 수 있는 반면, 회로가 두 개로 직렬 연결된 형태의 회로방식이기 때문에 회로가 복잡하고 효율이 저하되며, 저가격의 전원회로 방식에는 적합하지 않다. 비교적 소용량인 경우 전원의 생산단가가 회로방식과 직접적인 관계가 있고, 용량이 작은 경우 고조파 규제도 또한 비례하여 규제치가 작아지기 때문에 높은 역률로 개선시킬 필요가 없다. 따라

서 역률 개선 컨버터를 설치하지 못하는 경우에 대응할 만한 역률 개선회로 방식이 요구되어 왔고, 그동안 여러 회로 방식이 제안 및 적용되었다. 그 중 대표적인 회로방식에 대해 기술동향을 살펴보자.

### 5. 트랜스리스에 사용된 부분공진 스위칭기법

스위칭모드에 있어서 인덕터 전류에 따라 연속 모드(CCM : Continuous Conduction Mode)와 불연속 모드(DCM : Discontinuous Conduction Mode)로 구분되며 PRSS는 불연속 모드로 동작하므로서 영전류 상태에서 턴-온되고, 오프 전류는 반드시 영이 되므로 스위칭 상태를 감시할 필요가 없게 된다. 그러므로 스위칭 전류 검출을 필요로 하지 않고 부하에 대한 과전류 보호에서도 독립되므로 제어가 간단하다는 장점을 가지고 있다.

DCM의 컨버터는 최대 전류값을 스위칭 하므로 스위칭 디바이스의 스트레스가 가중된다. 고속스위칭일 경우에는 턴-오프시에 ZVS를 실현해야만 한다. 이러한 ZVS를 실현하기 위하여서는 공진회로를 구성하여 스위치 양단의 전압이 영이 될 때에 턴-오프하는 기법을 취하게 된다. 그러나 이 공진형 ZVS는 부하의 영향으로 그 특성이 변화하면 회로정수의 결정이 어렵고 제어가 까다롭다. 공진 기법이 아닌 부분공진형 소프트 스위칭 기법을 사용하면 대개는 공진주기의  $\pi/2$  구간 내에서 동작하므로 부하와 독립하게 되어 간단히 ZVS를 달성시킬 수 있다. 이러한 부분공진 기법의 PRSS는 DCM일 경우 컨버터 형태에 관계하지 않고 ZVSS스위칭이 가능하다.

기존에 제안되어진 부분공진 소프트 스위칭 (PRSS: Partial Resonant Soft Switching)회로를 적용한 회로는 그림 10의 형태로 적용할 수 있다. 이 그림에서 소프트 스위칭을  $S_5$ 로 단일 스위치로 나타내어 표시하고,  $S_5$ 의 구성은 스위치 소자  $S_{12}$ ,  $S_{22}$ 와 절연 다이오드  $D_1$ ,  $D_2$  그리고, 무손실 스너버 콘덴서  $C_r$ 가 대칭 브리지형으로 구성된다. 스위치 온 기간동안 에너지를 저장시키는 인덕터와 인덕터에 저장된 에너지가 환류 되는 다이오드  $C_r$ , 그리고 소프트 스위치  $S_5$ 가 서로 위치를 바꾸어 가면서 구성되고 있다. 그림 11은 이들의 전압 전류파형이 ZVS, ZCS로 동작되는 것을 나타내었다. 컨버터에 사용되는 스위치  $S_5$  양단에 인가되는 역방향 전압을  $V_{SS}$ 라고 하면  $V_{SS}$ 는 표 4와 같이  $V_{off+}$ 와  $V_{on-}$ 의 두가지 오프상태 역전압을 가지게 된다. 여기서  $V_{off+}$ 는 스위칭 소자  $S_{12}$ ,  $S_{22}$ 가 턴-오프가 완료된 직후의 전압이다.  $V_{on-}$ 는 스위칭 소자  $S_{12}$ ,  $S_{22}$ 가 턴-온 되기 직전의 전압이다.  $I_{off-}$ 는 스위치  $S_5$ 가 턴-오프되기 직전의 스위치 전류이다.  $I_{off-}$ 는 불연속 전류의 최대값이 된다. T는 예상 공진 주기를 나타낸다. PRSS기법은 공진 현상의 전압 최대점과 전류 최대점에서 이루어진다.

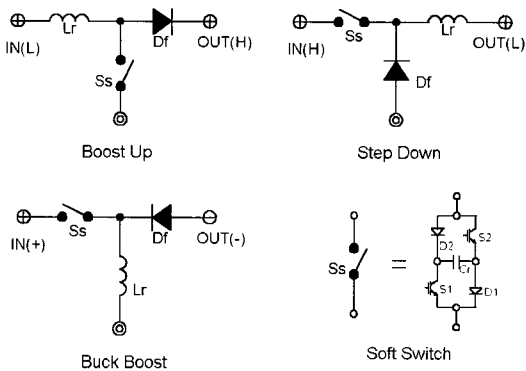


그림 10 PRSS의 기법

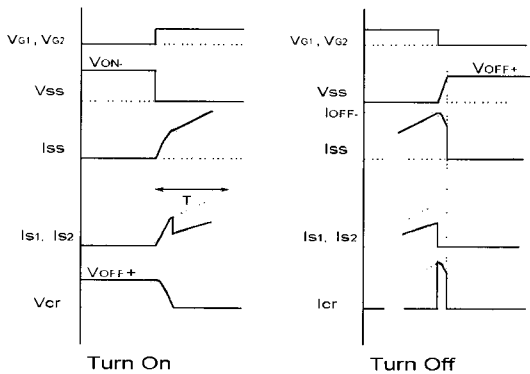


그림 11 PRSS의 ZCS와 ZVS

그림 11에서  $V_{SS}$ ,  $I_{SS}$  : 스위치  $S_S$ 의 전압과 전류,  $V_{G1}$ ,  $V_{G2}$  : 스위치  $S_S$ 의 구동 신호이다. 턴-온 동작에서 보면 먼저 오프상태에서  $C_r$ 은  $V_{off+}$ 로 충전되어 있어 인덕터  $L_r$ 을 통하여 정현적으로 전류가 상승하게 되지만 공진주기의 1/4인 점에서 전류는 최대값을 가지게 되고 인덕터의 전류는 입력 전압에 비례하여 계속 상승한다. 이 때 공진 콘덴서의 전류는 식 4와 같이 된다.

$$i_{Cr} = (V_{on-} + V_{off+}) \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \sin wt \quad (4)$$

공진 콘덴서의 전압은 식 5와 같이 되고, 여기서  $w$ 는 식 6으로 표현할 수 있다.

$$V_{Cr} = (V_{on-} + V_{off+}) \cos wt - V_{on} \quad (5)$$

$$w = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (6)$$

턴-오프에서는 공진 콘덴스  $C_r$ 이 스위칭 소자  $S_{12}$ ,  $S_{22}$ ,

그리고 절연 다이오드  $D_1$ ,  $D_2$ 에 의하여 단락되어 있다.  $S_{12}$ ,  $S_{22}$ 를 턴-오프하면 인덕터 전류는  $C_r$ 을 충전하게 되므로  $V_{SS}$ 는 정현적으로 상승하게 되어 본 회로의 중요한 특성인 ZVS를 실현하게 된다. 이 때 공진 콘덴서의 전류 전압 방정식은 식 7과 식 8, 그리고 식 9로 표현할 수 있다.

$$i_{Cr} = I_{off-} \cdot \cos(wt + \theta) \quad (7)$$

$$V_{Cr} = V_{on-} + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_{off-} \cdot \sin(wt + \theta) \quad (8)$$

$$\theta = \sin^{-1} \left( \frac{-V_{on-}}{I_{off-}} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \right) \quad (9)$$

표 1 PRSS에 사용되는 스위치 역전압

Converter	$V_{ON-}$	$V_{OFF+}$
승압	$V_{IN}$	$V_{OUT}$
강압	$V_{IN} - V_{OUT}$	$V_{IN}$
승강압	$V_{IN}$	$V_{OUT} + V_{IN}$

인덕터에 축전된 에너지가  $D_f$ 를 통하여 방전을 완료하고 영전류 상태가 되면 공진 콘덴서는  $V_{Cr} = V_{off+}$ 로 충전이 되어 있는 상태에서 턴-온을 기다린다.

이상과 같이 공진회로는 공진 한주기 동안 지속적으로 이루어지지 않고 스위치 턴-온과 턴-오프 시에 공진주기 일부분에서 부분적으로 형성되므로 “부분공진 소프트 스위칭 기법”이라 한다. 회로의 특성으로는 ① 역률 개선 및 고조파의 감소 ② 리플전류의 감소 ③ 소음 경감 ④ 전동기 부하에서 토오크 리플이나 발열의 억제 ⑤ 제어성의 향상 ⑥ 소형·경량화 등을 도모할 수가 있다.

## 6. 소프트 스위칭 단상 승압형 컨버터

많은 전자기기 및 전력장치에 있어서 교류에서 직류로 변환하는 회로로서 콘덴서 입력형 정류회로가 많이 이용되어지고 있으며, 입력전류에 고조파성분이 포함되거나 역률 저하 등의 문제가 현저하게 나타났었다. 이 문제를 해결하는 하나의 방법으로서, 역률 개선 콘덴서가 있고, 특히 승압형 PFC 콘덴서는 지금까지 많이 연구가 되어져왔다.

그림 12에 나타낸 단상 승압형 PFC 커패시터에 있어서, 리액터 전류불연속 모드로서 동작시키면, 간단한 회로구성 및 제어방식으로 입력전류 왜형을 저감하는 것이 가능하다. 특히 승압비를 높게 하는 거에 따라 큰 폭으로 전류 왜형을 저감할 수 있으며, 소자 내압의 면에서는 승압비를 그다지 높게

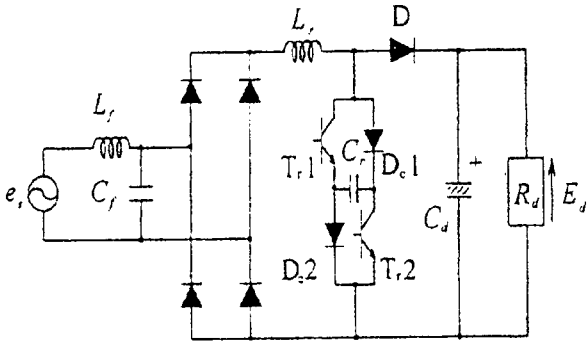
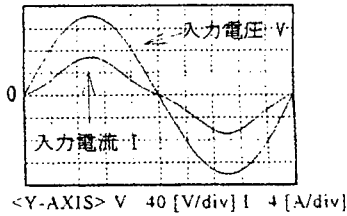
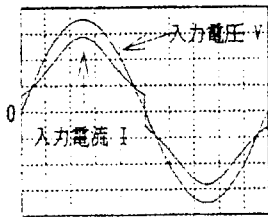


그림 12 소프트 스위칭 단상 승압형 PFC컨버터



(a) 하드스위칭 회로



<X-AXIS> : 67 [ms/div], <Y-AXIS> V 40 [V/div] I 4 [A/div]

(b) 소프트 스위칭 회로

그림 13 입력 전압·전류 파형 시뮬레이션 결과 비교

하는 것은 좋지 않기 때문에 일반적으로는 3 이하가 바람직하다. 그러나 이 범위로는 입력 전류파형의 왜형은 꽤 크게 된다. 더욱이 DCM 동작으로는 최대전류에서 턴-오프로 되기 때문에 전류 스트레스가 크게 되거나 전자노이즈를 일으킨다라는 결점이 지적되고 있다. 이것들의 문제점을 해결하기 위해 스위칭 소자가 턴-온시에 ZCS, 턴-오프시에는 ZVS를 실현하면 스트레스의 경감, 저손실이 가능한 소프트 스위칭 단상 승압형 PFC 컨버터 회로가 된다.

### 7. 결 론

이상에서와 같이 전력변환회로에서의 역률개선(PFC)를 위

한 소프트 스위칭의 일반적인 이론을 소개하고, 이것을 이용한 몇 가지 연구동향에 대하여 소개하였다. 본 특집에서는 PFC의 기법이 주회로와 보조회로를 갖춘 Two Stage의 소프트 스위칭 형태의 전력변환회로에 대해서만 언급하였으며, Single Stage PFC 기법에 대해서는 다른 투고에서 자세하게 소개될 것이다.

최근의 연구동향을 검토해 보면 일반적으로 시스템의 원가 절감과 회로의 손실 경감이라는 측면에서 Single-Stage PFC 전력변환회로에 대한 연구결과가 많이 나타나고 있다. 하지만 이러한 Single Stage PFC 전력변환장치는 대응량으로 갈수록 그 한계가 있다. 즉, 산업용 전기·전자·정보통신 기기는 점차 대응량화 되어가고 있으므로 당연히 시스템의 원가보다는 전력변환의 안정성이 우선이 되고 있으며, Two Stage PFC 전력변환장치의 보조회로의 손실은 무시할 정도로 제어할 수 있어 그 제어성 또한 높다 하겠다. 이러한 측면에서 대응량 전력변환장치에서는 위에서 소개한 부분공진형 등의 제어형태를 따르는 소프트 스위칭 기법을 이용한 Two Stage PFC 회로의 형태가 오히려 유리하다고 하겠다.

본 특집에서 다룬 소프트 스위칭 PFC 기법은 산업발달에 따라 기하급수적으로 비선형 부하가 증가 추세를 보이고 있으므로 현재의 전력 기술자가 필히 갖추어야 할 요소이며, 더욱 활발히 연구개발에 힘써야 할 과제이기도 하다.

### 참 고 문 헌

- [1] 二宮保, "전자통신용전원의 역률개선·고조파억제 기술논문 소특집의 발행에 있어", 일전자정보통신학회논문지, Vol.J78-B-I, No.11, pp.577~578, 1995.11.
- [2] B.K. Bose, J.S. Lai, "An Improved Resonant DC Link Inverter for Induction Motor Drives", Conf. Rec. of IEEE/ IAS Annu Meeting, pp.742~748, 1988.
- [3] R.Keller, G.Baker, "Unity power factor off line switching power supplies", in IEEE INTELEC Record, pp.332~339, 1984.
- [4] W.McMurray, "Modulation of the Chopping Frequency in DC Choppers and PWM Inverters having Current-hysteresis Controllers", IEEE Trans.Ind. Appl.,Vol. 1A-20, No. 4, pp.763~768. July/Aug., 1984.
- [5] Q. Li, Zunwei Zhou, "A Novel ZVT Three-Phase Rectifier/Inverter with Reduced Auxiliary Switch Stresses and Losses," PESC '96.
- [6] C.Y. Lin, D. Borjevic, R. "Design Procedure and Modeling of High Power, High Performance, Zero-Voltage Zero-Current Switched, Full-Bridge PWM

- Converter", APEC '97
- [7] D.H. Lee & F.C.Lee "Novel Zero-Voltage-Transition and Zero-Current-Transition Pulse-Width-Modulation Converters", - To be presented at PESC 97, June, '97.
- [8] A.R.Prasad, P.D.Ziogas and Manias, "An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers", IEEE Trans. Vol. 6, No. 1, pp.83~92, 1991.
- [9] D.K. Kwak, H.W. Lee, "Partial resonant PWM converter using snubber condenser", KIEE Spring the West & Kyungnam Local. Conf. Rec, pp. 58~61, 1994.
- [10] D.K. Kwak, H.W. Lee, etal, "A high Efficiency DC-DC Boost Converter by Partial Resonant Switching Mode", KIEE, Vol. 45, No. 9, pp.1272~1278, 1996.
- [11] 광동걸, 이현우 등 : "새로운 소프트 스위칭형 DC-DC 컨버터의 해석", '94전기학회 추계학술대회 논문집, pp.144~146, 1994.11.
- [12] 李鉉雨 등 : "PWM DC-DC 컨버터의 부분共振回路", 日本電氣學會全國大會論文集, pp.4~167, 1995.3
- [13] F.C.Lee, "Zero-Voltage Switching Techniques in DC/DC Converter" (Tutorial), HFPC, 1987, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.5, No.3, July, 1990.
- [14] D.K. Kwak, H.W. Lee, "Single-Phase converter with partial resonant circuit", KIEE Autumn Conf. Rec, pp.129~131, 1993.
- [15] H.L.Huy, J.P.Ferrieux and E.Toutain, "An AC-DC Converter with Low-Harmonics Input Current", EPE, pp.1201~1207, 1987.
- [16] 李鉉雨 등 : "ロスレススナバを用いた高力率部分共振コンバータ", 日本電子情報通信學會 電源技術研究會, Vol.PE93-60, pp.23~28, 1994.1.19.
- [17] J. Qian, F.C. Lee, N. Onishi "New Charge Pump PFC Electronic Ballast with a Wide Range of Line Input Voltage", APEC '98
- [18] 이현우 등 : "새로운 제로 전압 스위칭 PWM 인버터", 한국조명 전기설비학회 학술발표회 논문집, pp.47~50, 1992.11.28.
- [19] V.Vorperian, F.C. Lee, "DC to AC Inversion Using Quasi-Resonant Techniques," R. Tymerski, IEEE Trans. on Power Electronics, October, 1989.
- [20] G.H.Cho : "Soft Switching Space Vector Inverter Using a New Quasi - Parallel Resonant DC-Link", Proc. of IEEE PESC, Vol.2, pp.936-942, June, 1995
- [21] S. Ohtsu, S. Muroyama, K. Yamamoto : "A Compact, High-Efficiency and High-Power-Factor Rectifier for Telecommunications Systems", Proc. of IEEE-APEC, Vol.2, pp.509~513, March, 1996.
- [22] H.Yonemori, M.Nakaoka : "Next Generation Space Voltage Vector ZVS-PWM AC-DC Active Power Converter With Auxiliary Transformer-Assisted Resonant DC Link", Proc. of IEEE PESC, Vol.1, pp.644~650, June, 1994.
- [23] G.H.Cho : "Low-Loss Quasi-parallel Resonant DC Link Inverter with Advanced PWM Capability", Int. J. Electronics, Vol.81, No.2, pp.219~234, 1996.
- [24] J.S.Lai : "A Delta-Configured Auxiliary Resonant Snubber Inverter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.32, No.3, pp.518~525, May, 1996.
- [25] Q.Li, X.Zhou, F.C.Lee : "A Novel ZVT Three - phase Rectifier/Inverter with Reduced Auxiliary Switch Stresses and Losses", Proc. of IEEE PESC, Vol.1, pp.153~158, June, 1996.
- [26] O.Garcia, J.A.Cobos, R.Prieto, etc : "An Alternative to Supply DC Voltage with High Power Factor", IEEE trans. on Industrial Electronics, Vol.46, p.703, August, 1999.
- [27] G.C.Hsieh, C.M.Wang : "ZCS-PWM Full-Wave Boost Rectifier with Unity Power Factor Correction Feature", IEEE trans. on Industrial Electronics, Vol.46, p.768 August, 1999.
- [28] Katsunori Taniguchi, Nobutake Ohba : "Soft-Switching PFC Boost Converter for Practical Use", Trans of IEEJ Letter Vol.120-D, No.6, p.852 June, 2000.

### 〈 저 자 소 개 〉



#### 이현우(李鉉雨)

1953년 4월 28일생. 1979년 동아대학교 전기공학과 졸업. 1984년 영남대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동아대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1993년 오사카공업대 Post Doc., 현재 경남대학교 전기전자공학부

교수, 생산자동화 TIC 소장.